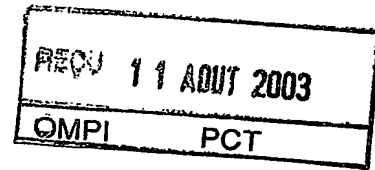


Rec'd PCTPTO 28 DEC 2004

BUNDESPUBLIK DEUTSCHLAND

10/519590

PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)



**Prioritätsbescheinigung über die Einreichung
einer Patentanmeldung**

Aktenzeichen: 102 29 266.3
Anmeldetag: 28. Juni 2002
Anmelder/Inhaber: Micronas GmbH, Freiburg im Breisgau/DE
Bezeichnung: Drahtlose High-End-Audioübertragungseinrichtung
IPC: H 04 R, H 04 B

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 05. Juni 2003
Deutsches Patent- und Markenamt
Der Präsident
Im Auftrag

Weihmayr

Drahtlose High-End-Audioübertragungseinrichtung

- 5 Moderne Audiowiedergabeeinrichtungen mit Raumklang, beispielsweise DVD-Spieler, verteilen ihr Audiosignal auf bis zu sechs unterschiedliche Lautsprecherstandorte. Im Wohnumfeld ist dabei das notwendige Verlegen von Signalleitungen häufig problematisch. Daher wird oft eine drahtlose Übertragung gewünscht, die es dann auch ermöglicht, Abspielgerät und Lautsprecher in unterschiedlichen Räumen miteinander zu verbinden.
- 10 Bereits auf dem Markt verfügbare Lösungen basieren auf analogen Übertragungsgstrecken mit Frequenzmodulation. Die Qualität dieser analogen Drahtloslautsprecher genügt jedoch meist nicht gehobenen Ansprüchen. Darüber hinaus ist die analoge Übertragung störanfällig und nicht abhörsicher.
- 15 Der folgende Artikel beschreibt ein Konzept, welches diese Nachteile vermeidet. Die zu übertragenden Tonkanäle werden zeitnah digitalisiert und mit hohen Datenraten in dem speziell für Audioanwendungen vorgesehen Frequenzbereich bei 864 MHz übertragen. Um Übertragungsstörungen durch ungünstige Ausbreitungsverhältnisse zu vermeiden, wird ein sendeseitiges Diversity-Verfahren angewandt. Der Hardware-Mehraufwand für Diversity muss dabei nur auf der Senderseite, nicht aber auf der Empfängerseite aufgebracht werden.
- 20 Ein Hauptaugenmerk liegt bei der Entwicklung eines kostengünstigen Empfängers. Dieser sollte nach Möglichkeit in einem einzigen IC unterzubringen sein und ohne nennenswerte externe Beschaltung auskommen. Hierdurch wird eine problemlose Applikation gewährleistet. So verbieten sich aus diesem Grund externe ZF-Filter.
- 25 Sogenannte Null-ZF-Empfänger, in denen das Empfangssignal direkt, aufgeteilt in die Komponenten I und Q, ins Basisband gemischt wird, erfüllen diese Anforderungen. Die Demodulation und weitere Signalverarbeitung wird in einem Digitalen Signalprozessor realisiert. Ungenauigkeiten des Analogteils der Schaltung (Phasen- und Amplitudenfehler) können dort korrigiert werden.

Der günstigste Weg von der Tonquelle zum Lautsprecher

- 30 Betrachtet man den Markt für hochwertige Home-Entertainment-Systeme, insbesondere solche mit Raumklanglautsprechersystemen, so handelt es sich hierbei um solche, bei denen das Audiosignal per Kabel von der Quelle (z.B. DVD-Wiedergabegerät) zum Lautsprecher transportiert wird. Um ein optimales Klangerlebnis zu erhalten, müssen diese Lautsprecher im Raum verteilt aufgestellt werden. Neben der richtigen Wahl des Aufstellungsortes müssen auch Signalleitungen zu diesen
- 35 verlegt werden. Eine zwar durchaus kostengünstige, optisch aber nicht immer ideale Lösung. Ein Ausweg aus dem Kabelproblem stellt die Verbreitung der Audiosignale per Funk dar. Die Vorteile liegen auf der Hand:
- 40
- Variable Aufstellmöglichkeiten der Lautsprecher; im Idealfall Ortsunabhängigkeit.
 - Kein störender „Kabelsalat“
 - Simultane Wiedergabe an mehreren Orten (z.B. in Lautsprechern im Wohnzimmer und in Kopfhörern im Garten): Broadcast-Prinzip
- 45 Solche Systeme sind heute vor allem in Form von Funkkopfhörern bekannt, welche mit frequenzmodulierten Sendern arbeiten.

Nachteile analoger Lösungen

Außerhalb des Kopfhörersegments, wo Leitungen besonders störend sind, konnten sich diese analogen Systeme nicht durchsetzen. Hierfür gibt es viele gute Gründe.

5

So arbeitet die Mehrzahl der auf dem Markt befindlichen Geräte im Frequenzbereich zwischen 433.020 und 434.790 MHz. Dieser Frequenzbereich ist auch als „ISM-Band“ bekannt. Schutz vor anderen ISM- beziehungsweise LPD-Anwendungen sowie den dort bevorrechtigten Aussendungen des Amateurfunkdienstes besteht nicht. Fatal: Nicht nur die eigene Alarmanlage oder die

10

funkgesteuerte Zentralverriegelung des Autos des Nachbarn stören, das FM-Stereo-Signal kann auch von jedermann abgehört werden. Das Audio-Übertragungen vorenthaltene Frequenzband von 863 bis 865 MHz wird bisher recht zögerlich akzeptiert. Die Sendeleistung solcher Sender liegt bei nur 10mW Strahlungsleistung (ERP) – nur dann ist ein einzelgenehmigungsfreier Betrieb zulässig. Das geht meist recht gut, solange Sende- und

15

Empfangsantenne zueinander Sicht haben. Ist das nicht der Fall, so sind Empfangsbeeinträchtigungen die Folge. Das Signal wird nicht nur gedämpft, sondern auch vielfach reflektiert. Treffen nun zwei dieser Signalanteile gegenphasig und etwa gleichstark beim Empfänger ein, so löschen sie sich gegenseitig aus – man spricht hier von Interferenzen. Im Extremfall kann ein nahezu totaler Empfangsausfall die Folge sein.

20

25

Zeitgemäß: Digitale Audiodatenübertragung

30

Es liegt daher nahe, den altbewährten, aber wenig erfolgreichen, rein analogen Pfad zu verlassen, und eine zeitgemäße, digitale Lösung zu entwickeln, welche sämtliche bekannten Probleme der FM-Systeme zumindest drastisch mindert.

35

Das Anforderungsprofil ist umfangreich:

40

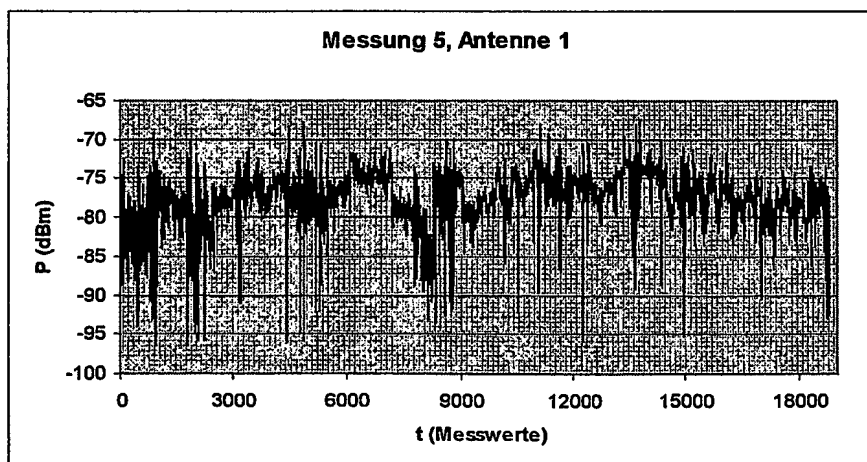
45

- „Lippensynchrone“ (verzögerungsarme) Übertragung, wichtig beim Begleiton beispielsweise von Filmen. Daher ist ein eigenes Quellcodierverfahren nötig, hoch effiziente Verfahren wie MP3 scheiden wegen der langen Bearbeitungszeit aus.
- Abhörsicherheit
- Möglichst niedrige inhaltliche Verluste durch die Quellcodierung
- Effiziente Übertragung von bis zu 6 Tonkanälen
- Ausreichender Störabstand bei der vorgegebenen Leistung von 10 mW ERP.
- Minderung der störenden Interferenzeffekte
- Benutzung des exklusiven Frequenzbereichs von 863 bis 865 MHz.
- Realisierung des gesamten Empfängers als preisgünstige Ein-Chip-Lösung mit wenigen externen Bauteilen, um kostengünstige, marktfähige Applikationen zu ermöglichen.

Im Folgenden wird die eigentliche Übertragungstechnik beschrieben.

Interferenzreduktion durch Diversity

- 5 Die Ausbreitung von UHF-Signalen in Räumen (Indoor) ist hauptsächlich durch eine Vielzahl voneinander unabhängiger Ausbreitungswege vom Sender zum Empfänger gekennzeichnet. Neben einem mehr oder weniger stark gedämpften direkten Weg (je nachdem, ob Hindernisse vorhanden sind) entstehen durch Reflektionen mehrere indirekte Wege. Da die Weglängen unterschiedlich sind, treffen die Einzelsignale in unterschiedlichen Phasenlagen zueinander ein.
- 10 Beträgt der Phasenversatz gerade 0° , 360° oder ein vielfaches von 360° , so spricht man von konstruktiver Überlagerung. Beträgt sie aber 180° oder 180° plus ein vielfaches von 180° , so handelt es sich um destruktive Überlagerung. Sind beide Signale gerade gleich stark, so tritt in diesem Fall eine Totalauslöschung der beiden Signalzüge auf. Dieser Effekt ist natürlich frequenzabhängig, da sich die Phasenverschiebung über eine feste Weglängendifferenz verändert.
- 15 Bei den heutigen FM-Funklautsprechern versucht man, diesen Fall durch geschickte Platzierung des Empfängers zu vermeiden. Da aber beispielsweise auch Personen als Reflektor erscheinen, führt deren Bewegung zu einer laufenden Veränderung der Ausbreitungsverhältnisse. Dies gilt natürlich erst recht, wenn der Empfänger portabel ist, beispielsweise in Verbindung mit einem batteriebetriebenen Kopfhörer.
- 20 Die Feldstärkeschwankungen, welche durch bewegte Reflektionspunkte und Hindernisse ausgelöst werden, lassen sich aufzeichnen – Bild 1 zeigt solch einen Fall. Die X-Achse stellt die Zeitachse (Messpunkte) dar, zwischen den Einzelmessungen liegen rund 100 ms. Die Y-Achse zeigt den jeweiligen Empfangspegel in dBm an.
- 25 Gemessen wurde dabei auf einer Frequenz von 864 MHz über eine rund 15 m lange Strecke, bei welcher der direkte Ausbreitungsweg durch ein Hindernis bedämpft war. Auf dieser Strecke können Feldstärkeeinbrüche um bis zu 30 dB auftreten.



30 Bild 1: Signalverlauf bei Mehrwegempfang mit sich zeitweise bewegendem Reflektionspunkten

Um solche Einflüsse zu mindern, gibt es mehrere Strategien.

Die scheinbar einfachste Lösung, eine Erhöhung der Sendeleistung, ist aus rechtlichen Gründen nicht möglich.

Da die Interferenzeffekte orts- beziehungsweise streckenabhängig sind, liegt es nahe, zwei voneinander unabhängige Übertragungsstrecken zu realisieren. Solche Verfahren sind unter dem Begriff „Diversity“ zusammengefasst.

- 5 Die Frequenzabhängigkeit von Interferenzerscheinungen kann man ausnutzen, indem das Signal zeitgleich auf zwei unterschiedlichen Frequenzen ausgestrahlt wird. Diese Lösung ist aber nicht frequenzökonomisch, und widerspricht damit den Zielsetzungen des Übertragungskonzepts. Weit aus verbreiteter ist Empfänger-Diversity. Um voneinander in der Ausbreitung unabhängige Wege zu erhalten, werden zwei Empfangsantennen im Abstand von mindestens $\lambda/4$ zueinander aufgestellt.
- 10 Nun wird entweder die jeweils stärkere Antenne vom Empfänger ausgewählt, oder beide Antennen gleichzeitig empfangen. Dies setzt allerdings voraus, dass, um Umschaltausfälle zu vermeiden, an jedem Empfängerstandort mindestens zwei Empfänger komplett bis zur Rückgewinnung der kanalcodierten Daten aufgebaut werden müssten (Bild x).
- 15 Die grundsätzliche Betrachtung, dass zwei ausreichend weit voneinander entfernt aufgestellte Antennen auf mindestens einer Seite des Übertragungswegs mit einer Einzelantenne auf der Gegenseite zwei voneinander unabhängige Funkstrecken bilden, gilt auch für den Fall, dass dies auf der Sendeseite geschieht. Hier kann natürlich in Ermangelung eines Rückkanals nicht zwischen zwei Antennen gewählt werden – es muss ein Weg gefunden werden, das Nutzsignal zwei mal so auszustrahlen, dass ein Diversity-Gewinn erzielt wird, ohne gleichzeitig eine Beeinträchtigung der
- 20 beiden Signale gegenseitig zu bewirken.
Sogenannte Space-Time-Blockcodes (STBC) [1] erfüllen diese Bedingung.
Hierbei werden, wie in Tabelle 1 gezeigt, zwei aufeinander folgende Symbole („even“ (d_e) und „odd“ (d_o)) parallel über zwei Antennen ausgestrahlt. Danach wird auf der jeweils anderen Antenne das „even“-Symbol konjugiert komplex (d_e^*), das „odd“-Symbol negiert konjugiert komplex ($-d_o^*$) übertragen.
- 25 Zusätzlich stehen beiden Sendeantennen zueinander um 90° versetzt, um polarisationsabhängige Auslöschungseffekte zu verringern (Polarisationsdiversity)

Antenne	1. Symbol	2. Symbol
1. Antenne	d_e	$-d_o^*$
2. Antenne	d_o	d_e^*

30 Tabelle 1: Allgemeine Codierungsvorschrift für Space-Time-Diversity

Tabelle x: Codierungsvorschrift für Space-Time-Blockcodes

- 35 Umfangreiche Messungen belegen einen Systemgewinn von bis zu 14 dB, das heißt, die untere Feldstärkegrenze steigt um circa 14 dB an. Bild 2 zeigt den Feldstärkeverlauf bei Verwendung eines STBC-Senders über die aus Bild 1 bekannte Strecke.
Bei vollem Ausbaustand einer drahtlosen Surround-Anlage sind nun nicht 12 Empfänger und ein Sender wie bei Empfängerdiversity, sondern nur noch 6 Empfänger und 2 Sender nötig.

40

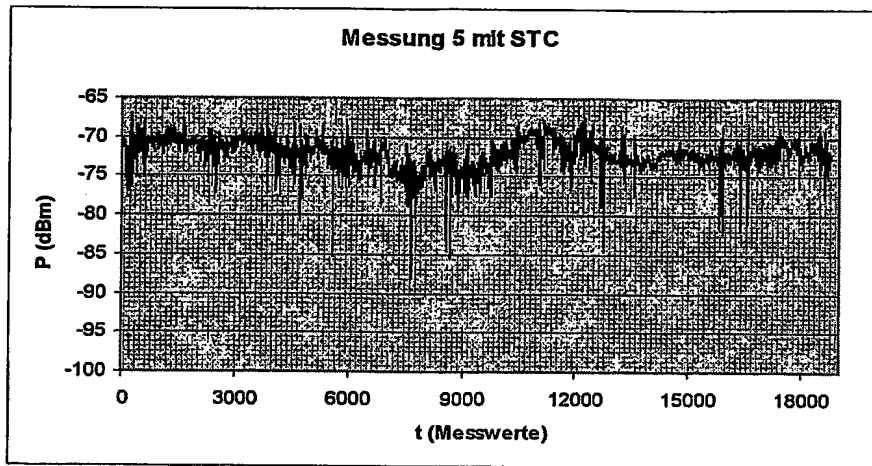


Bild 2: Beispiel aus Bild 1, nun mit Space-Time-Diversity

- 5 Eine zusätzliche Verringerung der Bitfehlerrate lässt sich durch den Einsatz einer Fehlerschutzkodierung erreichen.

Tragfähige Empfängerkonzepte

10

Die Übertragung der digitalen Daten soll im 864-MHz-Band quadraturamplitudenmoduliert erfolgen. An den Empfänger wurden folgende Anforderungen gestellt:

15

- Single-Chip-Lösung
- Minimaler externer Filteraufwand
- Hohe Empfindlichkeit
- Gutes Großsignalverhalten

20

Betrachtet man die heute gebräuchlichen Empfängerkonzepte, so sind derer zwei besonders hervorzuheben:

- Superheterodyn-Empfänger
- Homodyn-Empfänger (Null-ZF- und Nahe-Null-ZF-Empfänger)

25

Beim Superheterodyn-Empfänger (Bild 3) wird das Empfangssignal auf mindestens eine feste Zwischenfrequenz (ZF) gemischt, die ober- oder unterhalb der Empfangsfrequenz liegen kann. Üblich sind dabei erste Zwischenfrequenzen von einigen 10 bis einigen 100 MHz.

30

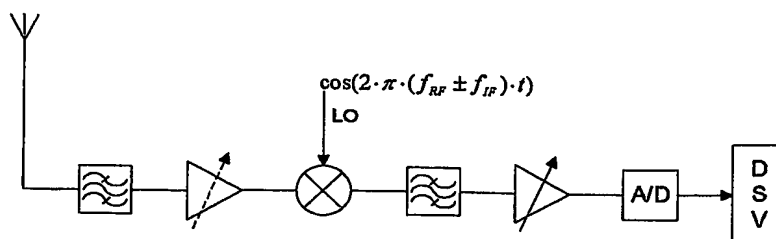


Bild 3: Prinzipaufbau eines Einfachsuperheterodynempfängers

- 5 Auf dieser oder einer weiteren, niedrigeren ZF erfolgt dann die Demodulation oder A/D-Wandlung des Signals. Bei jeder Mischung entstehen aber additive und subtraktive Mischprodukte:

$$f_{ZF} = f_{RX} \pm f_{LO} \quad \text{mit} \quad \begin{aligned} f_{ZF} &= \text{ZF-Frequenz} \\ f_{RX} &= \text{Empfangsfrequenz} \\ f_{LO} &= \text{Injektionsfrequenz} \end{aligned}$$

10

Genauso ergeben aber auch zwei verschiedene Empfangsfrequenzen nach der Mischung mit der Injektionsfrequenz ein und die selbe Zwischenfrequenz – die sogenannte Spiegelfrequenz muss durch Filtermaßnahmen vor der Mischung aus dem Empfangsspektrum ausgefiltert werden.

15

In jedem Fall sind also zwei Bandpassfilter nötig, die nicht im IC realisierbar sind, nämlich im Empfängereingang und in der ZF. Die Anforderungen sind dabei für beide Filter abhängig von den auszufilternden Störkomponenten und können somit sehr hoch sein – typischerweise strebt man eine Spiegelfrequenzunterdrückung größer 60dB und eine Weitabselektion größer 80dB an. Die hochfrequenten Eingangs- und ZF-Stufen stellen erhöhte Anforderungen an das IC-Design.

20

Homodyn-Empfänger sind für den kostengünstigen Einsatz in digitalen Übertragungssystemen der Konsumelektronik weit besser geeignet. Das Empfangssignal wird direkt ins Basisband herabgemischt. Die ZF liegt dabei entweder bei 0 Hz (Null-ZF-Empfänger) oder aber um zumeist die halbe Kanalbreite über 0 Hz (Nahe-Null-ZF-Empfänger) (Bild 4).

25

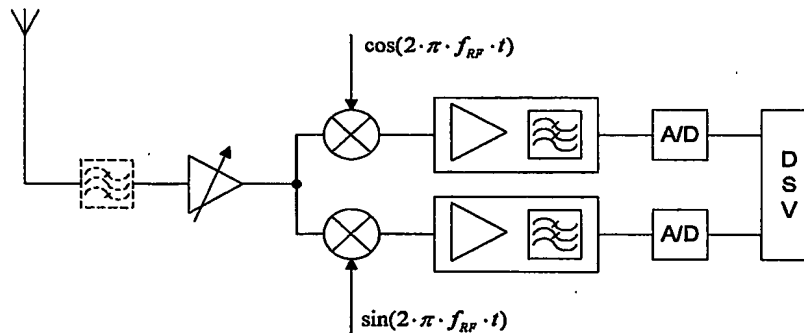


Bild 4: Prinzipaufbau eines Null-ZF-Empfängers

30

An die Stelle von hochfrequenten Bandpassfiltern treten einfache, zumeist aktive Tiefpassfilter. Bild x zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Homodynempfängers. Ein eventuell zwischen Antenne und Eingangsverstärker eingefügtes Bandpassfilter soll nur die Immunität gegen starke Außerbandsignale verbessern, also Intermodulationsprodukte und Blocking vermeiden, ist also je nach Anspruch an das Großsignalverhalten nicht nötig. Aufgrund der Nähe des 864-MHz-Bandes zum Mobiltelefonbereich ist allerdings der Einsatz eines Vorfilters, beispielsweise eines SAW-Filters, durchaus in Erwägung zu ziehen.

35

Beim Null-ZF-Empfänger liegt das niederfrequente ZF-Signal symmetrisch zu 0 Hz (Bild 5).

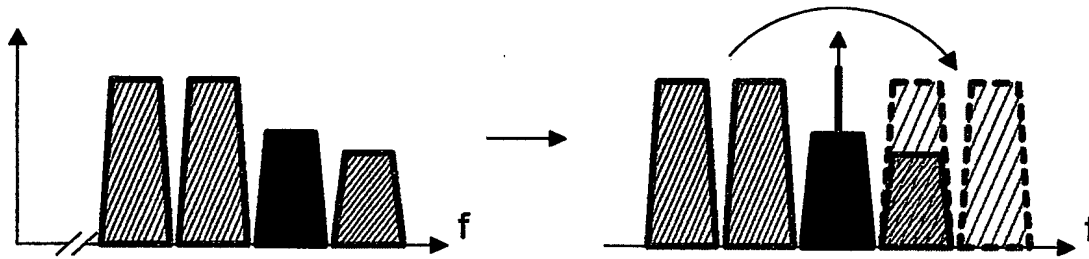


Bild 5: Spektrum vor und nach der Umsetzung auf eine ZF von 0 Hz
Schwarz: Nutzkanäle Rot: Nachbarkanäle

Eine mögliche Selbstmischung des Lokoszillatorsignals am LO- und HF-Eingang des Mischers führt dabei zu einem unkontrollierbaren DC-Offset, dessen Entfernung nicht ohne Weiteres möglich ist, da auch im Spektrum nahe liegende Informationsanteile entfernt würden. Durch leistungsfähige DSP-Algorithmen lässt sich dieser Offset jedoch einfacher entfernen. Auch eine Korrektur der normalerweise entstehenden Frequenzablage (die Mittenfrequenz fällt nicht genau auf 0 Hz) ist digital realisierbar, der Lokoszillator muss nicht nachgeführt werden.

Beim Nahe-Null-ZF-Empfänger vermeidet man die Probleme mit dem Gleichspannungsoffset, indem das Empfangssignal so gemischt wird, dass eine Kanalflanke bereits knapp über 0 Hz liegt.

Höherfrequente Nachbarkanalanteile werden wiederum durch ein Tiefpassfilter entfernt. In diesem Fall wird aber einer der beiden Nachbarkanäle als Spiegelfrequenz ebenfalls herabgemischt, wie anhand der Spektraldarstellung in Bild 6 ersichtlich ist. Ein Vorfilter wie beim Superheterodynkonzept hilft hier nicht weiter, da das Störsignal zumeist innerhalb des zu überdeckenden Empfangsbandes liegt. Image-Rejection-Mischer ermöglichen zwar eine gewisse Spiegelfrequenzunterdrückung in der Größenordnung von 30dB, dies genügt jedoch nicht.

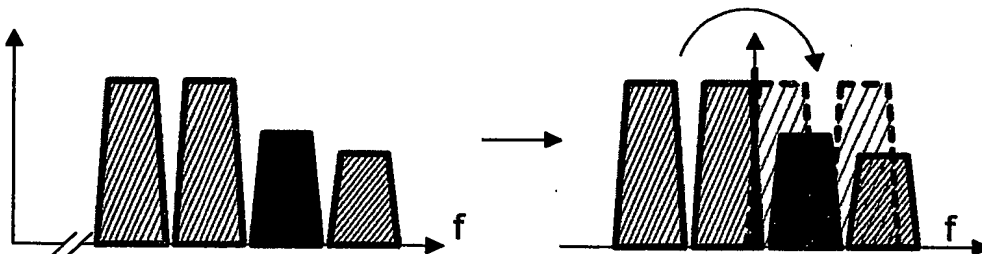


Bild 6: Spektrum vor und nach der Umsetzung auf eine ZF nahe 0 Hz
Schwarz: Nutzkanäle Rot: Nachbarkanäle

In [2] wird ein Verfahren zur Verbesserung der Spiegelfrequenzunterdrückung beschrieben. Es basiert auf einer geschickten Mischung des digitalisierten Quadratur(I/Q)-Signals. Dieses Verfahren lässt sich erweitern. Basierend auf der Erkenntnis, dass die Spiegelfrequenzunterdrückung von der Phasen- und Amplitudengenauigkeit des A/D-gewandelten Signals abhängt, wird der beim analogen Mischprozess entstehende Quadraturfehler korrigiert.

Dieses Verfahren ist jedoch sehr rechenzeitaufwändig, außerdem muss auch das Nachbarkanalsignal für die anschließende Entfernung mit digitalisiert werden. Dadurch entstehen sehr hohe Anforderungen an die Dynamik des A/D-Wandlers. Die geforderte Abtastrate ist darüber hinaus

doppelt so hoch wie beim Null-ZF-Empfänger. Dies führt zu einem erhöhten Stromverbrauch und erfordert äußerst leistungsfähige Signalprozessoren.

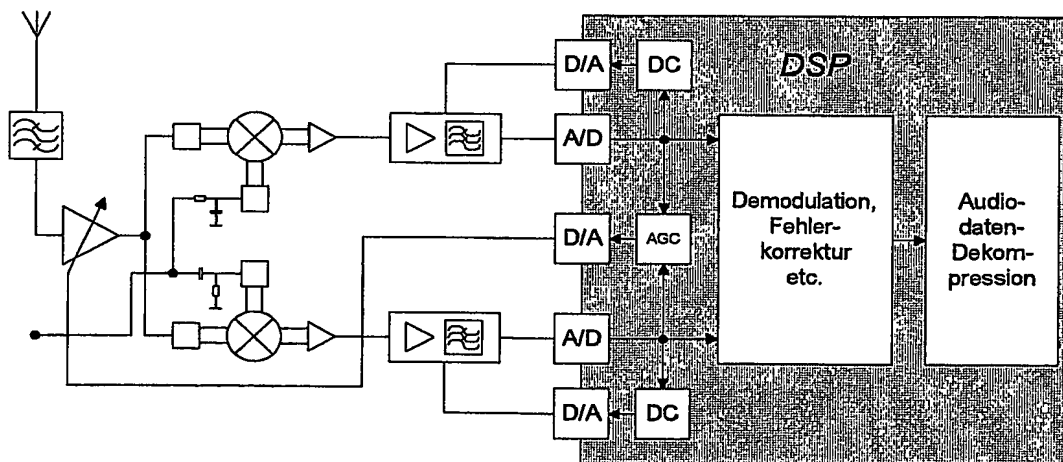
5 Aus diesem Grund erscheint es sinnvoller, eine Strategie zu entwickeln, durch die der DC-Offset entfernt werden kann.

10 Als einfachste Methode kann ein Koppelkondensator nach dem Mischer hierfür verwandt werden. Ist dieser aber zu klein, so entsteht durch das Hochpassverhalten ein relativ großes „Loch“ im Spektrum. Koppelkondensatoren größerer Kapazität lassen sich nur sehr schlecht im IC realisieren. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, den Gleichspannungsoffset mit abzutasten, und eine rein digitale Korrektur vorzunehmen. Diese Methode ist zwar grundsätzlich einfach, erfordert aber eine erhöhte A/D-Wandler-Wortbreite, um auch bei hohen Offsets und gleichzeitig hohen Amplituden keine Übersteuerungseffekte zu erhalten.

15 Keine dieser beiden Varianten erfüllt die an den Empfänger gestellten Forderungen. Weder ist eine zu hohe Wandlerbreite technologisch tragbar, noch sind teure, externe Schaltungsbestandteile erwünscht.

20 Ein zu hoher DC-Anteil kann aber, selbst im Fall der Übersteuerung des A/D-Wandlers, digital erkannt werden und durch ein Korrektursignal bereits vor der A/D-Wandlung wieder behoben werden. Für den I- und Q-Kanal werden dazu die Offsets digital ermittelt, und dann in Form einer analogen Spannung über einen Analogsubtrahierer von dem Gesamtsignal abgezogen. Bild 7 stellt eine Übersicht über solch einen Empfänger dar. Wichtig ist bei diesem Konzept, dass der DC-Offset primär vom Lokaloszillatorsignal bewirkt wird, und nicht durch Übersprechen des HF-Signals an den Mischerports, und somit keinen zeitlich schnellen Änderungen unterworfen wird, welche die Korrektur-Regelschaltung überfordern würden. Ein SAW-Filter im Eingang verbessert das Großsignalverhalten.

25



30 Bild 7: Null-ZF-Empfänger mit analoger Offsetkorrektur und digitaler Demodulation.

Systemkapazität und Zusammenfassung

35 Die Leistungsfähigkeit des Audioübertragungssystems kann anwendungsspezifisch gestaltet werden. Idealerweise werden zwei Audio-Kanäle pro HF-Kanal zusammengefasst. Der Empfänger muss immer nur den für ihn bestimmten HF-Kanal empfangen. Auf der Sendeseite wird das komplette

Mehrkanal-HF-Spektrum digital erzeugt und vom Basisband aus auf die Endfrequenz gemischt. Eine Verschlüsselung der Daten ist problemlos möglich, der bei analogen FM-Übertragungen nicht vorhandene Schutz der Privatsphäre ist somit problemlos möglich. Durch die Anwendung von Space-Time-Diversity wird erreicht, dass im häuslichen Bereich nahezu störungsfreier Empfang gewährleistet ist. Die Klangqualität ist nur noch von der Tonquelle und dem benutzten Wiedergabegerät abhängig.

Durch die konsequente Einschränkung hochfrequenter Schaltungsteile und den möglichen Verzicht auf externe Hochfrequenzkomponenten können Kosten in der Entwicklung und Fertigung von Applikationen massiv reduziert werden.

Literaturhinweise:

- 15 [1] A. F. Naguib, N. Seshadri, A. R. Calderbank: *Increasing Data Rate over Wireless Channels: Space-Time-Coding and Signal Processing for High Data Rate Wireless Communications*, IEEE Signal Processing Magazine Mai 2000, S.77 ff
- 20 [2] J.Crols, M.S.J. Steyaert:
A Single-Chip 900 MHz CMOS Receiver Front-End with a High Performance LOW-IF Topology
Kapitel VI: Measurement Results of the CMOS Front-End Chip
IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 30, Nr. 12, Dezember 1995
- 25 \\surfer\patent\texte\hurtado\dpma\anmelde\C-1913-02.doc